

# Document made available under the Patent Cooperation Treaty (PCT)

International application number: PCT/JP05/000637

International filing date: 20 January 2005 (20.01.2005)

Document type: Certified copy of priority document

Document details: Country/Office: JP  
Number: 2004-036770  
Filing date: 13 February 2004 (13.02.2004)

Date of receipt at the International Bureau: 17 March 2005 (17.03.2005)

Remark: Priority document submitted or transmitted to the International Bureau in compliance with Rule 17.1(a) or (b)



World Intellectual Property Organization (WIPO) - Geneva, Switzerland  
Organisation Mondiale de la Propriété Intellectuelle (OMPI) - Genève, Suisse

日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

26. 1. 2005

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日            2 0 0 4 年   2 月 1 3 日  
Date of Application:

出 願 番 号            特 願 2 0 0 4 - 0 3 6 7 7 0  
Application Number:  
[ST. 10/C]:            [ J P 2 0 0 4 - 0 3 6 7 7 0 ]

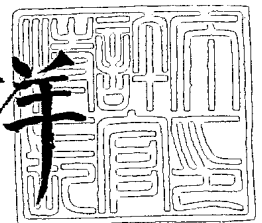
出      願      人            ロ ー ム 株 式 会 社  
Applicant(s):

2 0 0 5 年   3 月   4 日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

小 川

洋



【書類名】 特許願  
【整理番号】 PR300518  
【提出日】 平成16年 2月13日  
【あて先】 特許庁長官 殿  
【国際特許分類】 H02M 03/155  
【発明者】  
    【住所又は居所】 京都市右京区西院溝崎町 2 1 番地 ローム株式会社内  
    【氏名】 北條 喜之  
【特許出願人】  
    【識別番号】 000116024  
    【氏名又は名称】 ローム株式会社  
【代理人】  
    【識別番号】 100085501  
    【弁理士】  
    【氏名又は名称】 佐野 静夫  
【手数料の表示】  
    【予納台帳番号】 024969  
    【納付金額】 21,000円  
【提出物件の目録】  
    【物件名】 特許請求の範囲 1  
    【物件名】 明細書 1  
    【物件名】 図面 1  
    【物件名】 要約書 1  
    【包括委任状番号】 0113515

**【書類名】 特許請求の範囲****【請求項 1】**

ON/OFF動作を行うスイッチング素子と、該スイッチング素子のON/OFF制御を行う制御回路と、前記スイッチング素子によって流れる電流量が制御されるコイルと、該コイルと接続されるとともに該コイルとともに整流動作を行うコンデンサと、一定の周期毎に前記スイッチング素子をONと制御するための発振信号を前記制御回路に出力する発振器と、を備えるとともに、前記コンデンサと前記コイルとの接続ノードより出力電圧を出力するスイッチング電源装置において、

前記コイルを流れる電流値を検出して電圧値に変換して電流検出電圧として出力する電流検出部と、

前記電流検出部からの前記電流検出電圧にオフセット電圧を与える電圧源と、

前記電圧源で前記オフセット電圧が与えられた前記電流検出電圧と、前記出力電圧に応じた電圧と基準電圧との差に応じた電圧と、を比較する比較器と、

を備え、

前記比較器において、前記オフセット電圧が与えられた前記電流検出電圧の大きさが前記出力電圧に応じた電圧と前記基準電圧との差に応じた電圧よりも大きいことが確認されたとき、前記発振器からの前記発振信号を無効とするとともに、前記スイッチング素子をOFFとすることを特徴とするスイッチング電源装置。

**【請求項 2】**

前記比較器に与えられる前記電流検出電圧に対してスロープ補償波形が重畳されることを特徴とする請求項 1 に記載のスイッチング電源装置。

**【請求項 3】**

前記スロープ補償波形による周期が、前記発振器からの前記発振信号と同一の周期であることを特徴とする請求項 2 に記載のスイッチング電源装置。

**【請求項 4】**

前記電圧源から与えられる前記オフセット電圧が、前記比較器の比較結果に応じて変化することを特徴とする請求項 1 ～請求項 3 のいずれかに記載のスイッチング電源装置。

**【請求項 5】**

前記出力電圧に応じた電圧と前記基準電圧とが入力される差動増幅器を備えるとともに、該差動増幅器から出力される前記出力電圧に応じた電圧と前記基準電圧との差に応じた電圧が前記比較器に与えられることを特徴とする請求項 1 ～請求項 4 のいずれかに記載のスイッチング電源装置。

**【請求項 6】**

前記差動増幅器から出力される電圧のレベル変換を行うレベルシフタを備えることを特徴とする請求項 5 に記載のスイッチング電源装置。

**【請求項 7】**

前記制御回路が、

前記発振器からの前記発振信号がセット端子に入力されるとともに、前記比較器からの出力がリセット端子に入力されるフリップフロップ回路と、

該フリップフロップ回路からの出力に応じて前記スイッチング素子のON/OFFを制御するドライバと、

を備えることを特徴とする請求項 1 ～請求項 6 のいずれかに記載のスイッチング電源装置。

**【請求項 8】**

前記電流検出部が、

前記スイッチング素子の出力側と第 1 電極が接続されるとともに、前記制御回路から前記スイッチング素子に与える信号が制御電極に入力される検出用トランジスタと、

該検出用トランジスタの第 2 電極に一端が接続されるとともに他端に直流電圧が印加された抵抗と、

を備え、

前記検出用トランジスタの第 2 電極に現れる電圧が、前記電流検出電圧となることを特徴とする請求項 1 ～請求項 7 のいずれかに記載のスイッチング電源装置。

【請求項 9】

請求項 1 ～請求項 8 のいずれかに記載のスイッチング電源装置を備えることを特徴とする携帯機器。

【書類名】明細書

【発明の名称】スイッチング電源装置及び携帯機器

【技術分野】

【0001】

本発明は、軽負荷時の損失を低減して効率を改善するスイッチング電源装置に関するもので、特に、出力側のコイル電流を検出してスイッチング制御を行うカレントモードを採用したスイッチング電源装置、及び、当該スイッチング電源装置を備えた消費電力が低減される携帯機器に関する。

【背景技術】

【0002】

内部に備えたスイッチング素子のON/OFF制御によって負荷に供給する電力量を制御するスイッチング電源装置において、従来は、スイッチング電源装置の軽負荷時の損失を低減するために、スイッチング素子のスイッチング動作を停止する期間を有する間欠スイッチング動作に切り換えられる間欠制御が行われている（特許文献1参照）。この間欠制御を行うスイッチング電源装置において、出力電圧に応じた電圧を間欠制御するための基準電圧 $V_{burst}$ と比較する比較器を備える。

【0003】

そして、この比較器において、軽負荷となって出力電圧に応じた電圧が基準電圧 $V_{burst}$ より高くなったことが確認されると、ドライバによるスイッチング素子のスイッチング制御動作が停止される。その後、この比較器にヒステリシス特性を備えることにより、出力電圧が低くなったことが確認されると、ドライバによるスイッチング素子のスイッチング制御動作が再開される。軽負荷時において、このような動作が繰り返されることによって、間欠制御用の比較器による間欠制御が行われ、その効率を高くすることができる。

【特許文献1】特開平6-303766号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

しかしながら、この従来のスイッチング電源装置は、軽負荷時の効率を高くするために、ドライバによるスイッチング素子のスイッチング動作を間欠的に行うための間欠制御用の比較器を設ける必要がある。このように間欠制御用の比較器を備える分だけ、スイッチング電源装置を構成する回路規模を増大させるとともに、このようなスイッチング電源装置が設置される携帯機器の小型化の妨げとなる。

【0005】

このような問題を鑑みて、本発明は、軽負荷時における間欠制御用の回路を新たに設けることなく、高効率を維持することができるスイッチング電源装置を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0006】

上記目的を達成するために、本発明のスイッチング電源装置は、ON/OFF動作を行うスイッチング素子と、該スイッチング素子のON/OFF制御を行う制御回路と、前記スイッチング素子によって流れる電流量が制御されるコイルと、該コイルと接続されるとともに該コイルとともに整流動作を行うコンデンサと、一定の周期毎に前記スイッチング素子をONと制御するための発振信号を前記制御回路に出力する発振器と、を備えるとともに、前記コンデンサと前記コイルとの接続ノードより出力電圧を出力するスイッチング電源装置において、前記コイルを流れる電流値を検出して電圧値に変換して電流検出電圧として出力する電流検出部と、前記電流検出部からの前記電流検出電圧にオフセット電圧を与える電圧源と、前記電圧源で前記オフセット電圧が与えられた前記電流検出電圧と、前記出力電圧に応じた電圧と基準電圧との差に応じた電圧と、を比較する比較器と、を備え、前記比較器において、前記オフセット電圧が与えられた前記電流検出電圧の大きさが前記出力電圧に応じた電圧と前記基準電圧との差に応じた電圧よりも大きいことが確認さ

れたとき、前記発振器からの前記発振信号を無効とするとともに、前記スイッチング素子をOFFとすることを特徴とする。

#### 【0007】

このようなスイッチング電源装置によると、重負荷が接続された場合においては、前記出力電圧が低く、前記出力電圧に応じた電圧と前記基準電圧との差が大きくなるとともに、前記コイルに流れる電流が十分に大きくなるため、前記電流検出電圧に対する前記オフセット電圧による影響を受けることなく、前記比較器が動作する。即ち、前記発振器からの前記発振信号により設定される周期の間に、前記比較器において、前記電流検出電圧の大きさが前記出力電圧に応じた電圧と前記基準電圧との差に応じた電圧よりも大きくなることが確認された後、前記電流検出電圧の大きさが前記出力電圧に応じた電圧と前記基準電圧との差に応じた電圧よりも小さくなる。よって、前記発振信号によって設定される周期毎に、前記制御回路が前記発振信号を確認して前記スイッチング素子をONとした後、前記比較器からの出力を確認して前記スイッチング素子をOFFとする。

#### 【0008】

又、接続される負荷が無負荷又は軽負荷とされた場合においては、前記出力電圧が高く、前記出力電圧に応じた電圧と前記基準電圧との差が小さくなるとともに、前記コイルに流れる電流が微量となるため、前記電流検出電圧が前記オフセット電圧による影響を受ける。そのため、前記発振器からの前記発振信号により設定される周期が連続した複数周期の間、前記比較器において、前記電流検出電圧の大きさが前記出力電圧に応じた電圧と前記基準電圧との差に応じた電圧よりも大きいことが確認される。このとき、前記発振信号が前記制御回路に与えられても、前記スイッチング素子をOFFのままとし、前記複数周期の間、前記スイッチング素子を間欠動作させることができる。そして、一時的に、前記比較器において、前記電流検出電圧の大きさが前記出力電圧に応じた電圧と前記基準電圧との差に応じた電圧よりも小さくなることが確認されるときに、前記発振信号が前記ドライバに入力されると、前記スイッチング素子をONとする。

#### 【0009】

このようなスイッチング電源装置において、前記比較器に与えられる前記電流検出電圧に対してスロープ補償波形が重畳されるものとしても構わない。このとき、前記スロープ補償波形による周期が、前記発振器からの前記発振信号と同一の周期であるものとする。

#### 【0010】

このようなスイッチング電源装置において、前記電流検出部からの前記電流検出電圧が一端に印加される抵抗と、該抵抗の他端に接続された第1定電流源と、を備えるものとし、前記抵抗に前記第1定電流源による定電流を流すことによって、前記第1抵抗による電圧降下分を前記オフセット電圧とするものとしても構わない。更に、前記スロープ補償波形となる電流を前記第1抵抗に流すことによって、前記電流検出電圧に前記スロープ補償波形を重畳させるものとしても構わない。このとき、前記発振器からの前記発振信号が入力されて充放電を行うことにより前記抵抗を流れる前記スロープ補償波形となる電流を生成するスロープ補償信号生成回路を備えるものとしても構わない。

#### 【0011】

又、前記電圧源から与えられる前記オフセット電圧が、前記比較器の比較結果に応じて変化するものとしても構わない。このとき、前記電流検出電圧の大きさが前記出力電圧に応じた電圧と前記基準電圧との差に応じた電圧よりも大きいとき、前記オフセット電圧を第1電圧値とするとともに、前記電流検出電圧の大きさが前記出力電圧に応じた電圧と前記基準電圧との差に応じた電圧よりも小さいとき、前記オフセット電圧を前記第1電圧値より小さい第2電圧値とする。

#### 【0012】

更に、前記出力電圧に応じた電圧と前記基準電圧とが入力される差動増幅器を備えるとともに、該差動増幅器から出力される前記出力電圧に応じた電圧と前記基準電圧との差に応じた電圧が前記比較器に与えられるものとしても構わない。このとき、前記差動増幅器から出力される電圧のレベル変換を行うレベルシフタを備えるものとしても構わない。又

、前記制御回路が、前記発振器からの前記発振信号がセット端子に入力されるとともに、前記比較器からの出力がリセット端子に入力されるフリップフロップ回路と、該フリップフロップ回路からの出力に応じて前記スイッチング素子のON/OFFを制御するドライバと、を備えるものとしても構わない。

#### 【0013】

又、前記電流検出部が、前記スイッチング素子の出力側と第1電極が接続されるとともに、前記制御回路から前記スイッチング素子に与える信号が制御電極に入力される検出用トランジスタと、該検出用トランジスタの第2電極に一端が接続されるとともに他端に直流電圧が印加された抵抗と、を備え、前記検出用トランジスタの第2電極に現れる電圧が、前記電流検出電圧となるものとしても構わない。

#### 【0014】

又、本発明の携帯機器は、上述の各スイッチング電源装置のいずれかを備えることを特徴とする。

#### 【発明の効果】

#### 【0015】

本発明によると、検出したコイルを流れる電流値を表す電流検出電圧にオフセット電圧を与えることによって、出力電圧と基準電圧との差が小さくなる無負荷又は軽負荷時において、比較器が、電流検出電圧の大きさが出力電圧と基準電圧との差より大きいことが確認される。このとき、スイッチング素子をONとする発振器の発振信号を無効とすることができ、出力電圧と基準電圧との差が大きくなるまで、スイッチング素子のスイッチング動作を間欠制御することができる。よって、従来のように、間欠制御するための比較器を付加する構成とする必要がなくなるため、軽負荷又は無負荷時における高い効率を維持するとともに装置の小型化を図ることができる。

#### 【発明を実施するための最良の形態】

#### 【0016】

##### <第1の実施形態>

本発明の第1の実施形態について、図面を参照して説明する。図1は、本実施形態のスイッチング電源装置の内部構成を示すブロック図である。

#### 【0017】

図1のスイッチング電源装置は、電源電位及び接地電位がそれぞれソースに印加されたpチャネルのMOSトランジスタ $T_{r1}$ 及びnチャネルのMOSトランジスタ $T_{r2}$ と、MOSトランジスタ $T_{r1}$ 、 $T_{r2}$ のゲートに信号を与えてON/OFF制御するドライバ1と、MOSトランジスタ $T_{r1}$ 、 $T_{r2}$ それぞれのドレインの接続ノードに一端が接続されたコイルLと、コイルLの他端に一端が接続されるとともに他端が接地されたコンデンサCと、コイルL及びコンデンサCの接続ノードと接地電位との間に直列に接続される抵抗 $R_1$ 、 $R_2$ と、コイルLとコンデンサCとの接続ノードに現れる電圧を抵抗 $R_1$ 、 $R_2$ で分圧した電圧と基準電圧 $V_{ref}$ とが入力される差動増幅器2と、エラーアンプ2からの出力電圧をレベルシフトするレベルシフタ3と、レベルシフタ3からの電圧とコイルLを流れる電流を表す電圧とを比較する比較器4と、比較器4からの出力がリセット端子に入力されるRSフリップフロップ5と、RSフリップフロップ5のセット端子に信号を入力する発振器6と、を備える。

#### 【0018】

そして、ドライバ1及びRSフリップフロップ5によって制御回路7が構成されるとともに、検出されたコイルLを流れる電流値を表す電圧にオフセット電圧 $V_{off}$ （例えば、30mV）を与える電圧源20が比較器4の反転入力端子に接続された構成とされる。即ち、コイルLを流れる電流値 $I_L$ が電圧値 $V_L$ に変換されて比較器4の反転入力端子に入力される際、電圧源20からのオフセット電圧 $V_{off}$ が与えられる。そして、比較器4において、オフセット電圧 $V_{off}$ が与えられた電圧値 $V_L$ が、差動増幅器2及びレベルシフタ3を介してその非反転入力端子に帰還される電圧 $V_{th}$ と比較される。

#### 【0019】



このように構成されたスイッチング電源装置において、コイルLとコンデンサCとの接続ノードである出力端子OUTに重負荷が接続されたとき、従来のスイッチング電源装置と同様の動作を行う。このときの各部の信号の遷移図を図2に示す。図2(d)のように、発振器6よりハイとなるクロック信号がRSフリップフロップ5のセット端子に与えられ、図2(c)のように、RSフリップフロップ5の出力がハイとなり、ドライバ1が、MOSトランジスタTr1をONとするとともにMOSトランジスタTr2をOFFとする。

#### 【0020】

よって、図2(a)のように、MOSトランジスタTr1からコイルLに電流が流れ込み、コイルLに流れる電流値ILが増加するため、図2(b)のように、比較器4の反転入力端子に入力される電圧VLが低くなる。尚、図2(a)に示す電流値I0は、コイルLを流れる電流値ILの平均値である。そして、発振器6よりハイとなるクロック信号が与えられてから時間taが経過したときに、図2(b)のように、レベルシフタ3より比較器4の非反転入力端子に入力される電圧Vthより低くなると、図2(e)のように、比較器4からハイとなる信号が出力される。

#### 【0021】

尚、出力端子OUTに現れる出力電圧が抵抗R1, R2で分圧されて差動増幅器2に帰還され、基準電圧Vrefとの差分値が増幅されて、出力電圧を表す帰還電圧と基準電圧Vrefとの誤差を表す電圧信号が出力される。その後、この電圧信号がレベルシフタ3に与えられて電源電位側にレベルシフトされる。そのため、レベルシフタ3から出力される電圧Vthは、出力端子OUTに現れる出力電圧が高くなると、差動増幅器2からの電圧が低くなるため、その電圧値が高くなる。このように、レベルシフタ3から比較器4の非反転入力端子に与えられる電圧Vthが出力端子OUTに現れる出力電圧を表す。

#### 【0022】

そして、比較器4からハイとなる信号がRSフリップフロップ5のリセット端子に入力されるため、RSフリップフロップ5の出力が図2(c)のようにローとなり、ドライバ1が、MOSトランジスタTr1をOFFとするとともに、MOSトランジスタTr2をONとする。よって、図2(a)のように、コイルLを流れる電流値ILが減少し、コイルLからMOSトランジスタTr2に電流が流れるようになる。よって、図2(b)のように、比較器4の反転入力端子に入力される電圧VLが高くなる。その後、発振器6よりハイとなるクロック信号が与えられてから時間tbが経過すると、図2(d)のように、次の周期のクロック信号が発振器6より出力され、上述した動作が繰り返される。

#### 【0023】

このような動作を繰り返すことによって、出力端子OUTよりほぼ一定となる直流電圧を負荷に出力する。即ち、発振器6から出力されるクロック信号の周期tbに対するMOSトランジスタTr1をONとする期間taの長さを、コイルLを流れる電流値と出力端子OUTの出力電圧との比較結果により調整することで、出力端子OUTの出力電圧を一定に保持することができる。尚、このように重負荷が接続されたとき、コイルLを流れる電流ILが検出されて得られた電圧が、電圧源20からのオフセット電圧Voffに比べて十分に大きい。即ち、オフセット電圧Voffは、比較器4の反転入力端子に入力される電圧VLに対して与える影響について考慮しなくても良い範囲の電圧値とされる。

#### 【0024】

又、出力端子OUTに接続される負荷が無負荷又は軽負荷であるときの動作について、以下に図3を参照して説明する。このとき、出力端子OUTに現れる出力電圧が高くなって、抵抗R1, R2の分圧電圧と基準電圧Vrefとの誤差が小さくなるため、差動増幅器2からの電圧が低くなる。よって、図3(b)のように、レベルシフタ3から出力される電圧Vthの電圧値が高くなる。このように、レベルシフタ3から比較器4の非反転入力端子に与えられる電圧Vthが出力端子OUTに現れる出力電圧を表す。

#### 【0025】

このとき、MOSトランジスタTr1がOFFであるとともにMOSトランジスタTr

2がONであり、図3(a)のように、コイルLに電流が流れていない状態であるため、比較器4の反転入力端子に与えられる電圧VLは、電源電圧Vccから電圧源20によるオフセット電圧Voff分だけ電圧降下させた値 $V_{cc}-V_{off}$ となる。そして、図3(b)のように、レベルシフタ3から出力される電圧Vthが電圧VL( $=V_{cc}-V_{off}$ )よりも高いとき、比較器4よりハイとなる信号が出力される。

#### 【0026】

そのため、図3(d)のように、発振器6より周期tb毎にハイとなるクロック信号が出力されても、図3(e)のように、比較器4からRSフリップフロップ5のリセット端子にハイとなる信号が入力されるため、図3(c)のように、RSフリップフロップ5からの出力信号はローのままである。よって、ドライブ1によって、MOSトランジスタTr1がOFFに保持されるとともにMOSトランジスタTr2がONに保持される。

#### 【0027】

又、このとき、コンデンサCが放電されるため、出力端子OUTにおける出力電圧が低くなる。そのため、図3(b)のように、レベルシフタ3から出力される電圧Vthの電圧値が徐々に低くなる。そして、レベルシフタ3から出力される電圧Vthが電圧VL( $=V_{cc}-V_{off}$ )よりも低くなると、図3(e)のように、比較器4よりローとなる信号が出力される。このように、比較器4からの信号がローに切りかわった後に、図3(d)のように、発振器6よりハイとなるクロック信号が出力されると、図3(c)のように、RSフリップフロップ5からの信号がハイに切りかわる。

#### 【0028】

よって、ドライブ1によってMOSトランジスタTr1がONとされるとともにMOSトランジスタTr2がOFFとされ、図3(a)のように、コイルLに電流が流れ始める。よって、このコイルLに流れる電流IL分だけ、比較器4の反転入力端子に入力される電圧VLが電圧降下する。そして、図3(a)のようなコイルLに流れる電流ILの増加に伴って、図3(b)のように、比較器4の反転入力端子に入力される電圧VLが低くなる。そして、図3(b)のように、この電圧VLがレベルシフタ3からの電圧Vthよりも低くなったとき、図3(e)のように、比較器4からの信号がハイに切りかわるため、図3(c)のように、RSフリップフロップ5からの信号がローとなる。

#### 【0029】

このようにRSフリップフロップ5からの信号がローとなり、ドライブ1によって、MOSトランジスタTr1がOFFとされるとともにMOSトランジスタTr2がONとされ、コイルLを流れる電流値ILが図3(a)のように減少する。このとき、コイルLに保持されたエネルギーが放出されるため、コンデンサCが充電されて出力端子OUTからの出力電圧が高くなり、図3(b)のように、レベルシフタ3からの電圧Vthが高くなる。その後、再び、コンデンサCが放電することで出力端子OUTからの出力電圧が低くなり、上述の動作が繰り返される。

#### 【0030】

このような動作を繰り返すことによって、出力端子OUTからの電圧が所定の電圧より高い間は、RSフリップフロップ5のリセット端子にハイとなる信号を与えて、発振器6からのクロック信号を間引くことができる。そのため、MOSトランジスタTr1のONとする周期を重負荷を与えたときに比べて長くすることができるとともに、MOSトランジスタTr1をONとする期間を表すデューティ比を重負荷を与えたときに比べて小さくすることができる。即ち、重負荷において周期tb毎に行われるスイッチング動作を複数周期毎に間欠することにより、無負荷又は軽負荷時の効率を改善することができる。

#### 【0031】

このようなスイッチング電源装置において、コイルLを流れる電流量を検出して電圧値に変換する電流検出回路10の構成の一例を図4に示す。即ち、MOSトランジスタTr1のゲート及びドレインそれぞれにゲート及びドレインそれぞれが接続されたpチャネルのMOSトランジスタTraと、MOSトランジスタTraのソースにドレインが接続されるとともにソースに電源電位が与えられゲートに基準電位が与えられたpチャネルのM

OSトランジスタ $T_{rb}$ と、によって、電流検出回路10が構成される。

#### 【0032】

このとき、MOSトランジスタ $T_{rb}$ は抵抗として動作する。そして、ドライバ1からMOSトランジスタ $T_{r1}$ のゲートに与えられる電圧と同一の電圧が、MOSトランジスタ $T_{ra}$ のゲートに与えられることによって、MOSトランジスタ $T_{ra}$ を駆動する。このとき、MOSトランジスタ $T_{r1}$ 、 $T_{r2}$ のドレインの接続ノードに現れる電圧が、MOSトランジスタ $T_{ra}$ のドレインに与えられ、MOSトランジスタ $T_{r1}$ を流れる電流に比例した電流がMOSトランジスタ $T_{ra}$ 、 $T_{rb}$ を流れる。

#### 【0033】

そして、MOSトランジスタ $T_{rb}$ のON抵抗によって電圧降下された電圧が、MOSトランジスタ $T_{r1}$ を流れる電流に比例した電流値に比例した値、即ち、コイルLを流れる電流値に比例した値として現れる。このように、MOSトランジスタ $T_{rb}$ のON抵抗によって電圧降下された電圧が、コイルLの検出電流値として、MOSトランジスタ $T_{ra}$ のソースとMOSトランジスタ $T_{rb}$ のドレインとの接続ノードに現れ、比較器4の反転入力端子に与えられる。

#### 【0034】

更に、図4に示すように、このMOSトランジスタ $T_{ra}$ のソースとMOSトランジスタ $T_{rb}$ のドレインとの接続ノードに、一端が比較器4の反転入力端子に接続された抵抗 $R_a$ の他端が接続されるとともに、比較器4の反転入力端子に定電流を流す定電流源11が接続される。この定電流源11の他端が接地される。このように、抵抗 $R_a$ 及び定電流源11が接続されることによって、抵抗 $R_a$ に定電流源11による定電流 $I_{off}$ を流すことで発生する抵抗 $R_a$ の電圧降下 $R_a \times I_{off}$ をオフセット電圧 $V_{off}$ として与える。即ち、抵抗 $R_a$ 及び定電流源10が電圧源20として動作する。

#### 【0035】

よって、電源電圧を $V_{cc}$ とするとともに、MOSトランジスタ $T_{rb}$ のON抵抗を $R_x$ とし、コイルLの電流値 $I_L$ に対してMOSトランジスタ $T_{ra}$ を流れる電流値が $A \times I_L$ となると、MOSトランジスタ $T_{ra}$ のソースとMOSトランジスタ $T_{rb}$ のドレインとの接続ノードに、 $V_{cc} - R_x \times A \times I_L$ となる電圧が現れる。この電圧 $V_{cc} - R_x \times A \times I_L$ が、電流検出回路10の出力として出力されて抵抗 $R_a$ の一端に与えられるとき、比較器4の反転入力端子には、電圧 $V_L$ として、抵抗 $R_a$ の電圧降下によるオフセットが与えられた電圧 $V_{cc} - R_x \times A \times I_L - R_a \times I_{off}$  ( $= V_{cc} - R_x \times A \times I_L - V_{off}$ ) が与えられる。

#### 【0036】

##### <第2の実施形態>

本発明の第2の実施形態について、図面を参照して説明する。図5は、本実施形態のスイッチング電源装置の内部構成を示すブロック図である。図5のスイッチング電源装置において、図1のスイッチング電源装置と同一の目的で使用する素子及び部分については、同一の符号を付してその詳細な説明は省略する。

#### 【0037】

図5のスイッチング電源装置は、図1のスイッチング電源装置における電圧源20の代わりに、比較器4の出力に応じて切り換えられるオフセット電圧 $V_{xoff}$ を与える電圧源20aを備える。即ち、コイルLを流れる電流値 $I_L$ が電圧値 $V_L$ に変換されて比較器4の反転入力端子に入力される際、電圧源20aからのオフセット電圧 $V_{xoff}$ が与えられる。このとき、比較器4の出力がハイとなると、電圧源20aからのオフセット電圧 $V_{xoff}$ の値が $V_{hoff}$  (例えば、30mV) となり、比較器4の出力がローとなると、電圧源20aからのオフセット電圧 $V_{xoff}$ の値が $V_{loff}$  (例えば、20mV) となる。このオフセット電圧 $V_{hoff}$ 、 $V_{loff}$ の関係は、 $V_{hoff} > V_{loff}$ である。

#### 【0038】

このように構成されたスイッチング電源装置において、まず、コイルLとコンデンサCとの接続ノードである出力端子OUTに重負荷が接続されたときの動作について、以下に

説明する。このスイッチング電源装置は、比較器4の出力によって電圧源20aからのオフセット電圧 $V_{xoff}$ の値が切りかわることにより電圧 $V_L$ の値が切りかわること以外は、第1の実施形態のスイッチング電源装置(図1)と同様の動作を行う。よって、以下において、比較器4の出力が切りかわるときの動作について説明し、他の部分の動作については、第1の実施形態における説明を参照するものとする。

#### 【0039】

本実施形態のスイッチング電源装置各部の信号の遷移図を図6に示す。第1の実施形態と同様、図6(a)のように、MOSトランジスタ $T_{r1}$ からコイル $L$ に電流が流れ込み、コイル $L$ に流れる電流値 $I_L$ が増加すると、図6(b)のように、比較器4の反転入力端子に入力される電圧 $V_L$ が低くなる。そして、発振器6よりハイとなるクロック信号が与えられてから時間 $t_a$ が経過したときに、この電圧 $V_L$ が、図6(b)のように、レベルシフタ3より比較器4の非反転入力端子に入力される電圧 $V_{th}$ より低くなると、図6(e)のように、比較器4からハイとなる信号が出力される。

#### 【0040】

よって、電圧源20aからのオフセット電圧 $V_{xoff}$ が電圧値 $V_{loff}$ から電圧値 $V_{hoff}$ に切りかわるため、比較器4の反転入力端子に入力される電圧 $V_L$ の電圧値が、図6(b)のように、 $V_{hoff} - V_{loff}$ 分だけ低くなる。又、図6(c)のように、RSフリップフロップ5からの信号がローとなり、ドライバ1によってMOSトランジスタ $T_{r1}$ がOFFとされるとともにMOSトランジスタ $T_{r2}$ がONとされる。よって、コイル $L$ を流れる電流値 $I_L$ が図6(a)のように減少するとともに、図6(b)のように、比較器4の反転入力端子に入力される電圧 $V_L$ が高くなる。

#### 【0041】

その後、この電圧 $V_L$ が、図6(b)のように、レベルシフタ3より比較器4の非反転入力端子に入力される電圧 $V_{th}$ より高くなると、図6(e)のように、比較器4からローとなる信号が出力される。よって、電圧源20aからのオフセット電圧 $V_{xoff}$ が電圧値 $V_{hoff}$ から電圧値 $V_{loff}$ に切りかわるため、比較器4の反転入力端子に入力される電圧 $V_L$ の電圧値が、図6(b)のように、 $V_{hoff} - V_{loff}$ 分だけ高くなる。このように、電圧源20aのオフセット電圧 $V_{xoff}$ の切換動作が、比較器4からの信号が切りかわるたびに行われる。

#### 【0042】

尚、本実施形態においても、このように重負荷が接続されたとき、第1の実施形態と同様、コイル $L$ を流れる電流 $I_L$ が検出されて得られた電圧が、電圧源20からのオフセット電圧 $V_{xoff}$ に比べて十分に大きい。即ち、オフセット電圧 $V_{xoff}$ として与えられる電圧値 $V_{hoff}$ 、 $V_{loff}$ は、比較器4の反転入力端子に入力される電圧 $V_L$ に対して与える影響について考慮しなくても良い範囲の電圧値とされる。

#### 【0043】

同様に、出力端子OUTに接続される負荷が無負荷又は軽負荷であるときの動作について、以下に図7を参照して説明する。このときも、比較器4の出力によって電圧源20aからのオフセット電圧 $V_{xoff}$ の値が切りかわることにより電圧 $V_L$ の値が切りかわること以外は、第1の実施形態のスイッチング電源装置(図1)と同様の動作を行う。よって、以下において、比較器4の出力が切りかわるときの動作について説明し、他の部分の動作については、第1の実施形態における説明を参照するものとする。

#### 【0044】

第1の実施形態と同様、図7(e)のように比較器4の出力がハイであるとき、MOSトランジスタ $T_{r1}$ がOFFであるとともにMOSトランジスタ $T_{r2}$ がONであり、図7(a)のようにコイル $L$ に電流が流れない。よって、電圧源20aからのオフセット電圧 $V_{xoff}$ の値が $V_{hoff}$ となり、図7(b)のように、比較器4の反転入力端子に与えられる電圧 $V_L$ は、電源電圧 $V_{cc}$ からオフセット電圧 $V_{hoff}$ 分だけ電圧降下させた値 $V_{cc} - V_{hoff}$ となる。このとき、図7(b)のように、レベルシフタ3から出力される電圧 $V_{th}$ が電圧 $V_L (= V_{cc} - V_{hoff})$ よりも高い。

## 【0045】

そのため、図7 (d) のように、発振器6より周期 $t_b$ 毎にハイとなるクロック信号が出力されても、図7 (e) のように、比較器4からRSフリップフロップ5のリセット端子にハイとなる信号が入力されるため、図7 (c) のように、RSフリップフロップ5からの出力信号はローのままである。そして、出力端子OUTにおける出力電圧が低くなり、図7 (b) のように、レベルシフタ3から出力される電圧 $V_{th}$ の電圧値が徐々に低くなり、レベルシフタ3から出力される電圧 $V_{th}$ が電圧 $V_L (=V_{cc}-V_{hoff})$ よりも低くなる。

## 【0046】

このとき、図7 (e) のように、比較器4よりローとなる信号が出力される。よって、電圧源20aからのオフセット電圧 $V_{xoff}$ の値が $V_{loff}$ となり、図7 (b) のように、比較器4の反転入力端子に与えられる電圧 $V_L$ は、電源電圧 $V_{cc}$ からオフセット電圧 $V_{loff}$ 分だけ電圧降下させた値 $V_{cc}-V_{loff}$ となる。このように、比較器4からの信号がローに切りかわった後に、図7 (d) のように、発振器6よりハイとなるクロック信号が出力されると、図7 (c) のように、RSフリップフロップ5からの信号がハイに切りかわる。

## 【0047】

よって、図7 (a) のように、コイルLに電流が流れ始めるため、このコイルLに流れる電流 $I_L$ 分だけ、図7 (b) のように、比較器4の反転入力端子に入力される電圧 $V_L$ が電圧降下する。そして、図7 (b) のように、この電圧 $V_L$ がレベルシフタ3からの電圧 $V_{th}$ よりも低くなったとき、図7 (e) のように、比較器4からの信号がハイに切りかわるため、図7 (c) のように、RSフリップフロップ5からの信号がローとなる。又、電圧源20aからのオフセット電圧 $V_{xoff}$ の値が $V_{hoff}$ に切り換えられるため、比較器4の反転入力端子に入力される電圧 $V_L$ が $V_{hoff}-V_{loff}$ 分だけ低くなる。

## 【0048】

このようにRSフリップフロップ5からの信号がローとなるため、コイルLを流れる電流値 $I_L$ が図7 (a) のように減少するため、図7 (b) のように、電圧 $V_L$ が高くなり $V_{cc}-V_{hoff}$ となる。このとき、コイルLに保持されたエネルギーが放出されるため、コンデンサCが充電されて出力端子OUTからの出力電圧が高くなり、図7 (b) のように、レベルシフタ3からの電圧 $V_{th}$ が高くなる。その後、再び、コンデンサCが放電することによって出力端子OUTからの出力電圧が低くなり、上述の動作が繰り返される。

## 【0049】

このようなスイッチング電源装置において、第1の実施形態における図4と同様の構成の電流検出回路10が設置されるとき、比較器4との接続関係が図8のように示される。このとき、図8に示すように、オフセット電圧 $V_{off}$ を与えるための抵抗 $R_a$ が、比較器4の出力によって抵抗値が切り換えられる可変抵抗 $R_b$ とされる。即ち、可変抵抗 $R_b$ と定電流源11とによって電圧源21aが構成される。他の構成については、図4の構成と同一の構成となる。

## 【0050】

このように構成されるとき、可変抵抗 $R_b$ は、比較器4の出力がハイとなるとき抵抗値が比較器4の出力がローとなるとき抵抗値と比べて大きくなるように、比較器4の出力に応じてその抵抗値が切り換えられる。よって、この可変抵抗 $R_b$ の電圧降下によって現れるオフセット電圧 $V_{xoff}$ が、比較器4の出力に応じて切りかわる。この可変抵抗 $R_b$ による抵抗値の切換動作以外の動作については、第1の実施形態と同様となるので、その詳細な説明については、第1の実施形態を参照するものとして省略する。

## 【0051】

本実施形態のように、コイルLの検出電流を表す電圧値に対して与えるオフセット電圧に、比較器4の出力に応じて切り換えてヒステリシスを与えることによって、第1の実施形態と比べて、比較器4からクロック信号をより確実に出力させることができ、RSフリップフロップ5における誤動作を防ぐことができる。

**【0052】****<第3の実施形態>**

本発明の第3の実施形態について、図面を参照して説明する。図9は、本実施形態のスイッチング電源装置の内部構成を示すブロック図である。図9のスイッチング電源装置において、図1のスイッチング電源装置と同一の目的で使用する素子及び部分については、同一の符号を付してその詳細な説明は省略する。

**【0053】**

図9のスイッチング電源装置は、図1のスイッチング電源装置と異なり、発振器6よりスロープ補償を行うための周期 $t_b$ となるスロープ補償用信号が出力されるとともに、このスロープ補償用信号に応じて電圧値が変化する電圧源21を比較器4の反転入力端子と電圧源20の間に備える。そのため、コイルLを流れる電流値 $I_L$ が電圧値 $V_L$ に変換されて比較器4の反転入力端子に入力される際、オフセット電圧 $V_{off}$ 及びスロープ補償電圧 $V_{slope}$ が付加される。このように、比較器4の反転入力端子に与えられる電圧値 $V_L$ が異なるのみで、他の動作については第1の実施形態と同様である。よって、以下において、比較器4の反転入力端子に与えられる電圧値 $V_L$ とスロープ補償電圧 $V_{slope}$ との関係について説明し、他の部分については、第1の実施形態における説明を参照するものとする。

**【0054】**

このように構成されたスイッチング電源装置において、まず、コイルLとコンデンサCとの接続ノードである出力端子OUTに重負荷が接続されたときの動作について、以下に説明する。このスイッチング電源装置は、電圧 $V_L$ の値がスロープ補償電圧 $V_{slope}$ によって変化すること以外は、第1の実施形態のスイッチング電源装置(図1)と同様の動作を行う。即ち、図10(f)のように変化する電圧源21からのスロープ補償電圧 $V_{slope}$ 及び電圧源20からのオフセット電圧 $V_{off}$ が、図10(a)のようなコイルLの検出電流 $I_L$ より得られた電圧値より減算されることで、図10(b)のような電圧 $V_L$ が比較器4の反転入力端子に入力される。

**【0055】**

このとき、発振器6より、図10(d)のように周期 $t_b$ 毎にハイとなるクロック信号が出力されるとともに、このクロック信号と同様の周期 $t_b$ を備えるスロープ補償信号が出力される。よって、電圧源21からのスロープ補償電圧 $V_{slope}$ が、図10(f)のように、周期 $t_b$ の間に、その値が徐々に大きくなって最大値 $V_{Smax}$ (例えば、20mV)に達した後に、最小値である0となる。尚、図10(c)、(f)のように、スロープ補償電圧 $V_{slope}$ が最大値 $V_{Smax}$ から最小値0に変位した後に、発振器6よりクロック信号が出力される。このように、電圧源21からのスロープ補償電圧 $V_{slope}$ が、図10(f)のように、周期 $t_b$ 毎にほぼ三角波形状に近い値で変化する。

**【0056】**

図10(f)のように、電圧源21からのスロープ補償電圧 $V_{slope}$ が変化するため、図10(c)のようにRSフリップフロップ5からの出力がハイとなると、図10(b)のように、電圧 $V_L$ の変化率が、第1の実施形態と比べて大きくなり、又、図10(c)のようにRSフリップフロップ5からの出力がローとなると、図10(b)のように、電圧 $V_L$ の変化率が、第1の実施形態と比べて小さくなる。そして、図10(d)のように発振器6からのクロック信号が出力されて、図10(c)のようにRSフリップフロップ5からの出力がローからハイに切りかわるとき、電圧源21からのスロープ補償電圧 $V_{slope}$ の値が図10(f)のように $V_{Smax}$ から0に変化するため、電圧 $V_L$ が図10(b)のように電圧値 $V_{Smax}$ 分だけ高くなる。

**【0057】**

同様に、出力端子OUTに接続される負荷が無負荷又は軽負荷であるときの動作について、以下に図11を参照して説明する。このときも、電圧 $V_L$ の値がスロープ補償電圧 $V_{slope}$ によって変化すること以外は、第1の実施形態のスイッチング電源装置(図1)と同様の動作を行う。即ち、図11(f)のように変化する電圧源21からのスロープ補償電圧 $V_{slope}$ 及び電圧源20からのオフセット電圧 $V_{off}$ が、図11(a)のようなコイルL

の検出電流  $I_L$  より得られた電圧値より減算されることで、図 11 (b) のような電圧  $V_L$  が比較器 4 の反転入力端子に入力される。又、図 11 (f) に示す電圧源 21 からのスロープ補償電圧  $V_{slope}$  は、上述の図 10 (f) と同様の变化を行う。

#### 【0058】

よって、第 1 の実施形態と同様、図 11 (e) のように比較器 4 の出力がハイであるとき、MOS トランジスタ  $T_{r1}$  が OFF であるとともに MOS トランジスタ  $T_{r2}$  が ON であり、図 11 (a) のようにコイル  $L$  に電流が流れない。よって、図 11 (b) のように、比較器 4 の反転入力端子に与えられる電圧  $V_L$  は、電圧源 20 からのオフセット電圧  $V_{off}$  分と電圧源 21 からの図 11 (f) のようなスロープ補償電圧  $V_{slope}$  分とを電源電圧  $V_{cc}$  から電圧降下させた値  $V_{cc} - V_{off} - V_{slope}$  となる。このとき、図 11 (b) のように、レベルシフタ 3 から出力される電圧  $V_{th}$  が電圧  $V_L (= V_{cc} - V_{off} - V_{slope})$  よりも高い。

#### 【0059】

そのため、図 11 (d) のように、発振器 6 より周期  $t_b$  毎にハイとなるクロック信号が出力されても、図 11 (e) のように、比較器 4 から RS フリップフロップ 5 のリセット端子にハイとなる信号が入力されるため、図 11 (c) のように、RS フリップフロップ 5 からの出力信号はローのままである。そして、出力端子 OUT における出力電圧が低くなり、図 11 (b) のように、レベルシフタ 3 から出力される電圧  $V_{th}$  の電圧値が徐々に低くなる。

#### 【0060】

そして、図 11 (c) のように発振器 5 からクロックが出力される直前に、図 11 (f) のように電圧源 21 からのスロープ補償電圧  $V_{slope}$  が最大値  $V_{Smax}$  から最小値 0 に変位するとき、図 11 (b) のように、レベルシフタ 3 から出力される電圧  $V_{th}$  が電圧  $V_L$  よりも低くなる。即ち、図 11 (b) のように、比較器 4 の反転入力端子に与えられる電圧  $V_L$  の値が、 $V_{cc} - V_{off} - V_{Smax}$  から  $V_{cc} - V_{off}$  に変位して高くなるとき、電圧  $V_{th}$  が電圧値  $V_{cc} - V_{off}$  よりも低くなる。

#### 【0061】

このとき、図 11 (e) のように、比較器 4 よりローとなる信号が出力される。そして、スロープ補償電圧  $V_{slope}$  が最大値  $V_{Smax}$  から最小値 0 に変位した直後に、図 7 (d) のように、発振器 6 よりハイとなるクロック信号が出力される。そのため、RS フリップフロップ 5 のリセット端子がローとなる信号が入力された後に、セット端子にハイとなる信号が入力されて、図 11 (c) のように、RS フリップフロップ 5 からの信号がハイに切りかわる。又、スロープ補償電圧  $V_{slope}$  が最低値 0 となった後、図 11 (f) のように、再びその値が徐々に高くなる。そのため、図 11 (b) のように、スロープ補償電圧  $V_{slope}$  の増加に応じて、比較器 4 の反転入力端子に与えられる電圧  $V_L$  が低くなる。

#### 【0062】

このとき、RS フリップフロップ 5 からの信号がハイとなるため、図 11 (a) のように、コイル  $L$  に電流が流れ始め、このコイル  $L$  に流れる電流  $I_L$  分だけ、図 11 (b) のように、比較器 4 の反転入力端子に入力される電圧  $V_L$  が電圧降下する。そして、図 11 (b) のように、この電圧  $V_L$  がレベルシフタ 3 からの電圧  $V_{th}$  よりも低くなったとき、図 11 (e) のように、比較器 4 からの信号がハイに切りかわるため、図 11 (c) のように、RS フリップフロップ 5 からの信号がローとなる。

#### 【0063】

このように RS フリップフロップ 5 からの信号がローとなるため、コイル  $L$  を流れる電流値  $I_L$  が図 11 (a) のように減少するため、図 11 (b) のように、電圧  $V_L$  が高くなり  $V_{cc} - V_{off} - V_{slope}$  となる。このとき、コイル  $L$  に保持されたエネルギーが放出されるため、コンデンサ  $C$  が充電されて出力端子 OUT からの出力電圧が高くなり、図 11 (b) のように、レベルシフタ 3 からの電圧  $V_{th}$  が高くなる。その後、再び、コンデンサ  $C$  が放電することで出力端子 OUT からの出力電圧が低くなり、上述の動作が繰り返される。

## 【0064】

このようなスイッチング電源装置において、第1の実施形態における図4と同様の構成の電流検出回路10が設置されるとき、比較器4との接続関係が図12のように示される。このとき、図12に示すように、抵抗 $R_a$ と定電流源11との接続ノードにドレインが接続されたnチャネルのMOSトランジスタ $T_{rx}$ と、MOSトランジスタ $T_{rx}$ のゲートにゲート及びドレインが接続されたMOSトランジスタ $T_{ry}$ と、MOSトランジスタ $T_{ry}$ のソースにドレインが接続されたMOSトランジスタ $T_{rz}$ と、MOSトランジスタ $T_{rx}$ のソースに接続された抵抗 $R_c$ と、MOSトランジスタ $T_{ry}$ のソースに接続されたコンデンサ $C_1$ と、MOSトランジスタ $T_{rx}$ のドレインに定電流源12と、を備えることで、電流源21が構成される。他の構成については、図4の構成と同一の構成となる。

## 【0065】

このように構成されるとき、定電流源12に電源電位が印加されるとともに、コンデンサ $C_1$ 及び抵抗 $R_c$ それぞれ他端が接地される。そして、MOSトランジスタ $T_{rz}$ のゲートに発振器6からのクロック信号が入力される。このとき、MOSトランジスタ $T_{rx}$ を流れる電流 $I_{slope}$ による抵抗 $R_a$ の電圧降下量 $R_a \times I_{slope}$ により、電流源21による電圧 $V_{slope}$ が生成される。又、第1の実施形態と同様、定電流源11を流れる電流 $I_{off}$ による抵抗 $R_a$ の電圧降下量 $R_a \times I_{off}$ により、電流源20による電圧 $V_{off}$ が生成される。

## 【0066】

即ち、ハイとなるクロック信号がMOSトランジスタ $T_{rz}$ のゲートに入力されると、MOSトランジスタ $T_{rz}$ がONとなるため、コンデンサ $C_1$ が放電され、MOSトランジスタ $T_{ry}$ のソース電圧が低くなって、MOSトランジスタ $T_{rx}$ 、 $T_{ry}$ のゲート電圧が低くなる。よって、MOSトランジスタ $T_{rx}$ に流れる電流値 $I_{slope}$ が減少し、MOSトランジスタ $T_{rx}$ を流れる電流 $I_{slope}$ による抵抗 $R_a$ における電圧降下量 $V_{slope}$  ( $= R_a \times I_{slope}$ ) が小さくなる。

## 【0067】

その後、発振器6からの信号がローとなると、MOSトランジスタ $T_{rz}$ がOFFとなるため、コンデンサ $C_1$ が充電され、MOSトランジスタ $T_{ry}$ のソース電圧が徐々に高くなって、MOSトランジスタ $T_{rx}$ 、 $T_{ry}$ のゲート電圧が徐々に高くなる。よって、MOSトランジスタ $T_{rx}$ に流れる電流値 $I_{slope}$ が徐々に増加し、MOSトランジスタ $T_{rx}$ を流れる電流 $I_{slope}$ による抵抗 $R_a$ における電圧降下量 $V_{slope}$  ( $= R_a \times I_{slope}$ ) が大きくなる。

## 【0068】

このように、抵抗 $R_a$ にスロープ補償電圧 $V_{slope}$ が現れることによって、このスロープ補償電圧 $V_{slope}$ が比較器4の反転入力端子に入力される電圧 $V_L$ に付加される。即ち、電源電圧 $V_{cc}$ とするとともに、MOSトランジスタ $T_{rb}$ のON抵抗を $R_x$ とし、コイルLの電流値 $I_L$ に対してMOSトランジスタ $T_{ra}$ を流れる電流値が $A \times I_L$ となると、比較器4の反転入力端子に、電圧 $V_L$ として、抵抗 $R_a$ の電圧降下によるオフセットが与えられた電圧 $V_{cc} - R_x \times A \times I_L - (I_{off} + I_{slope}) \times R_a$  ( $= V_{cc} - R_x \times A \times I_L - V_{off} - V_{slope}$ ) が与えられる。

## 【0069】

本実施形態のように、コイルLの検出電流を表す電圧値に対してスロープ補償電圧を与えることによって、重負荷が与えられたときには、MOSトランジスタ $T_{r1}$ がONとなるデューティ比が大きくなったときのコイルLにおける電流バラツキを小さくすることができ、分周発振を抑制することができる。又、軽負荷又は無負荷が与えられるときには、クロック信号が与えられるときに同期して、比較器4からの出力をローとさせることができ、第1の実施形態と比べて、より効率よく動作させることができる。

## 【0070】

尚、本実施形態において、第1の実施形態と同様、電圧源20により一定のオフセット



電圧  $V_{off}$  が与えられるものとしたが、第 2 の実施形態と同様に、比較器 4 の出力に応じてオフセット電圧  $V_{xoff}$  を切り換える電圧源 20a を備えるものとしても構わない。このように、電圧源 20a を備えてオフセット電圧  $V_{xoff}$  を切り換えてヒステリシスを与えることで、第 2 の実施形態と同様、比較器 4 からクロック信号をより確実に出力させることができ、RS フリップフロップ 5 における誤動作を防ぐことができる。

#### 【0071】

又、上述の各実施形態において、降圧型のスイッチング電源装置としたが、図 13 (a) のような構成の昇圧型のスイッチング電源装置、又は、図 13 (b) のような構成の反転型のスイッチング電源装置としても構わない。尚、図 13 は、昇圧型又は反転型のスイッチング電源装置を第 1 の実施形態のスイッチング電源装置に適用したときの構成を示すものであるが、第 2 又は第 3 の実施形態におけるスイッチング電源装置に適用することもできる。

#### 【0072】

即ち、図 13 (a) のような昇圧型のスイッチング電源装置は、電源電位が一端に印加されたコイル L と、コイル L の他端にドレインが接続されるとともにドライバ 1a によって制御される n チャネルの MOS トランジスタ  $T_{rn}$  と、MOS トランジスタ  $T_{rn}$  のドレインにアノードが接続されるダイオード D と、ダイオード D のカソードに一端が接続されたコンデンサ C と、を備える。そして、コイル L 又は MOS トランジスタ  $T_{rn}$  を流れる電流が電圧値として比較器 4 の反転入力端子に帰還される。このとき、オフセット電圧  $V_{off}$  が電圧源 20 によって与えられる。

#### 【0073】

又、図 13 (b) のような反転型のスイッチング電源装置は、一端が接地されたコイル L と、コイル L の他端にドレインが接続されるとともにドライバ 1b によって制御される p チャネルの MOS トランジスタ  $T_{rp}$  と、MOS トランジスタ  $T_{rp}$  のドレインにカソードが接続されるダイオード D と、ダイオード D のアノードに一端が接続されたコンデンサ C と、を備える。そして、コイル L 又は MOS トランジスタ  $T_{rp}$  を流れる電流が電圧値として比較器 4 の反転入力端子に帰還される。このとき、オフセット電圧  $V_{off}$  が電圧源 20 によって与えられる。

#### 【0074】

更に、上述の各実施形態において、電源電位を基準にして各ブロックが動作するものとしたが、接地電位を基準にして各ブロックが動作するものとしても構わない。このとき、各ブロックがそれぞれ逆の極性となるように構成すれば良く、各ブロックの基本的な構成は上述の各実施形態における構成と同様とすることで実現可能である。更に、上述の各実施形態において、差動増幅器からの出力がレベルシフタを介して比較器に入力されるものとしたが、レベルシフタを解することなく差動増幅器からの出力が比較器に直接入力されるものとしても構わない。

#### 【産業上の利用可能性】

#### 【0075】

本発明のスイッチング電源装置は、携帯電話や携帯端末装置などの携帯機器に適用することが可能である。このとき、携帯機器において、2 次電池からの電圧を変圧して他の回路装置に電圧供給するスイッチング電源装置として動作する。よって、本発明のように構成することで、携帯機器の他の回路装置を OFF として軽負荷又は無負荷状態となったとき、スイッチング電源装置を高効率で動作させることができ、その消費電力を抑制することができる。

#### 【図面の簡単な説明】

#### 【0076】

【図 1】は、第 1 の実施形態のスイッチング電源装置の内部構成を示すブロック図である。

【図 2】は、図 1 のスイッチング電源装置の重負荷時における各部の動作を説明するタイミングチャートである。

【図 3】は、図 1 のスイッチング電源装置の軽負荷又は無負荷時における各部の動作を説明するタイミングチャートである。

【図 4】は、図 1 のスイッチング電源装置における電流検出回路周辺の構成の一例を示す回路図である。

【図 5】は、第 2 の実施形態のスイッチング電源装置の内部構成を示すブロック図である。

【図 6】は、図 5 のスイッチング電源装置の重負荷時における各部の動作を説明するタイミングチャートである。

【図 7】は、図 5 のスイッチング電源装置の軽負荷又は無負荷時における各部の動作を説明するタイミングチャートである。

【図 8】は、図 5 のスイッチング電源装置における電流検出回路周辺の構成の一例を示す回路図である。

【図 9】は、第 3 の実施形態のスイッチング電源装置の内部構成を示すブロック図である。

【図 10】は、図 9 のスイッチング電源装置の重負荷時における各部の動作を説明するタイミングチャートである。

【図 11】は、図 9 のスイッチング電源装置の軽負荷又は無負荷時における各部の動作を説明するタイミングチャートである。

【図 12】は、図 9 のスイッチング電源装置における電流検出回路周辺の構成の一例を示す回路図である。

【図 13】は、昇圧型又は反転型のスイッチング電源装置に適用したときの構成の一例を示すブロック図である。

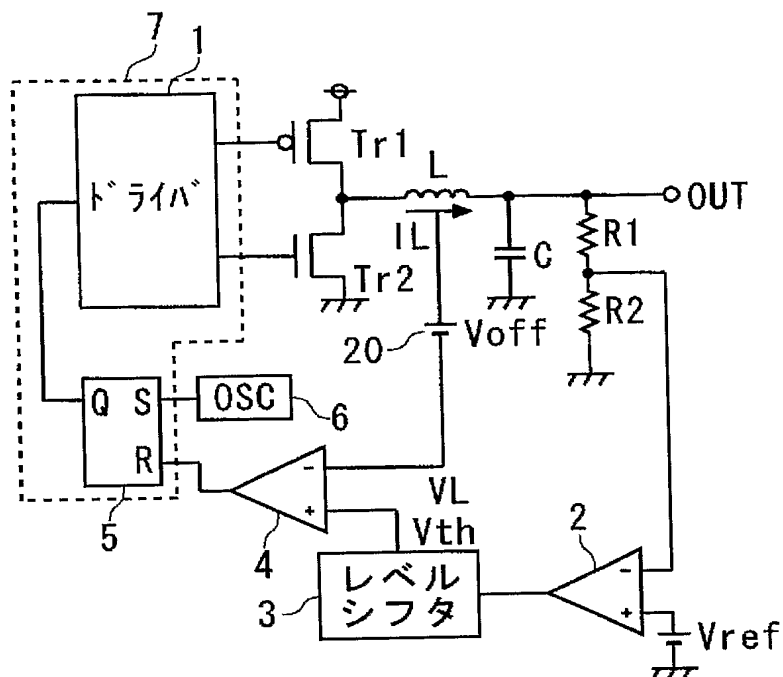
【符号の説明】

【0077】

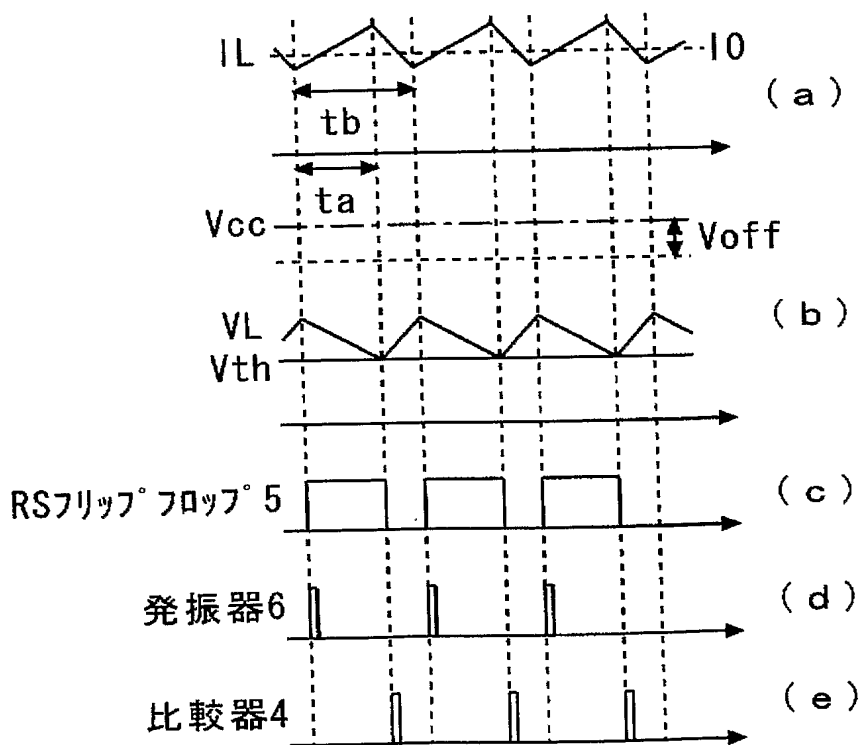
- 1      ドライバ
- 2      差動増幅器
- 3      レベルシフタ
- 4      比較器
- 5      RSフリップフロップ
- 6      発振器
- 20, 20a, 21      電圧源
- Tr1, Tr2      MOSトランジスタ
- L      コイル
- C      コンデンサ
- R1, R2      抵抗

【書類名】 図面

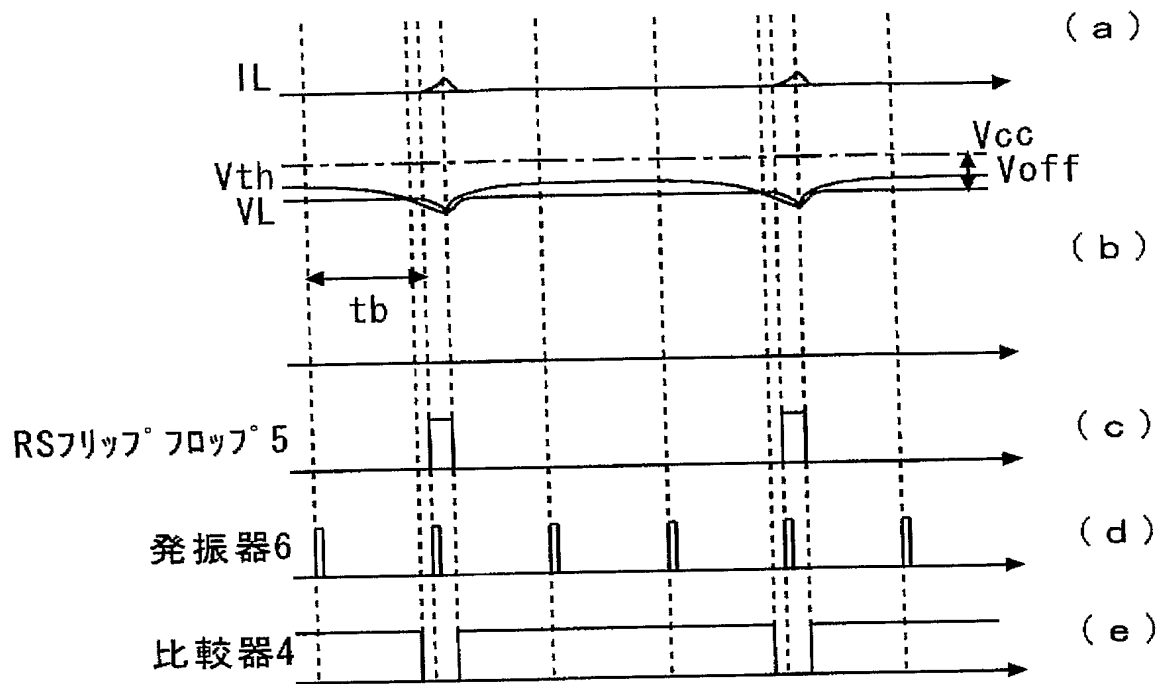
【図 1】



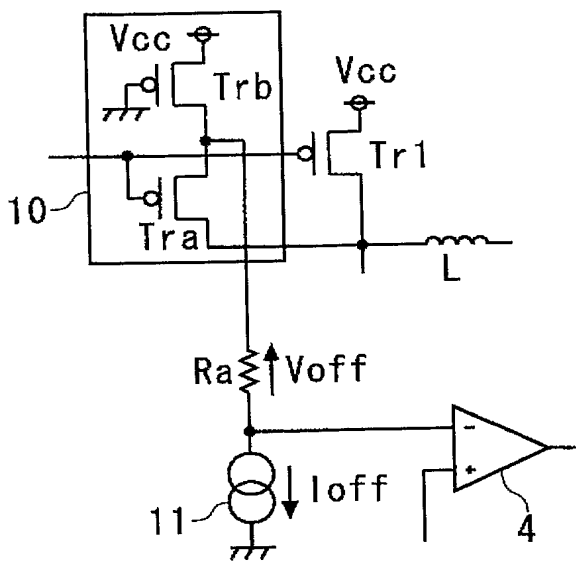
【図 2】



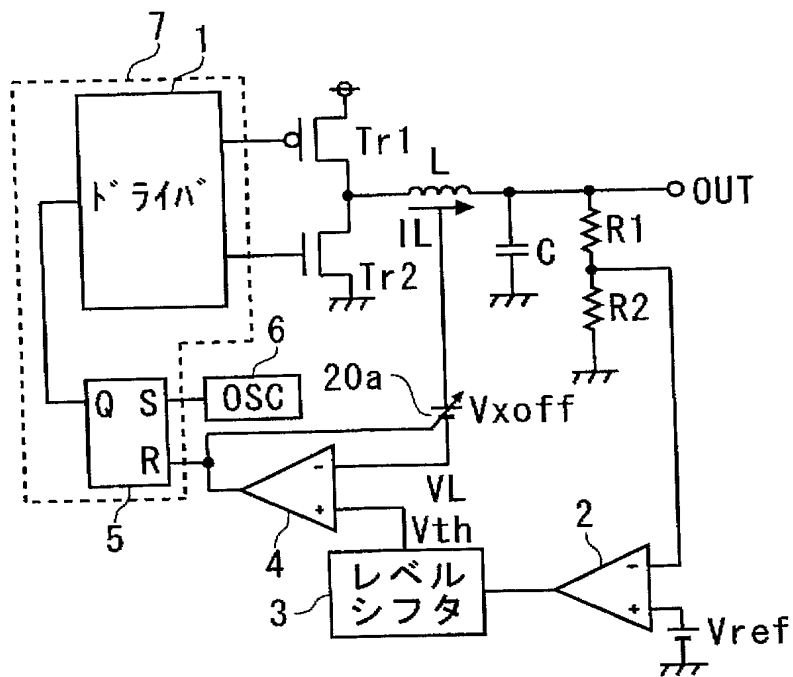
【図 3】



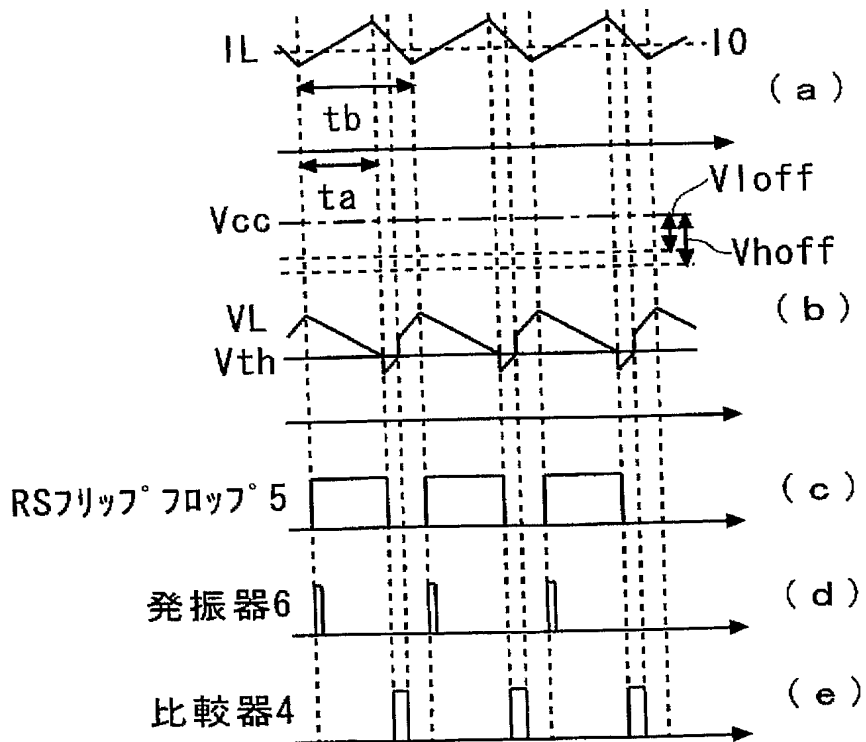
【図 4】



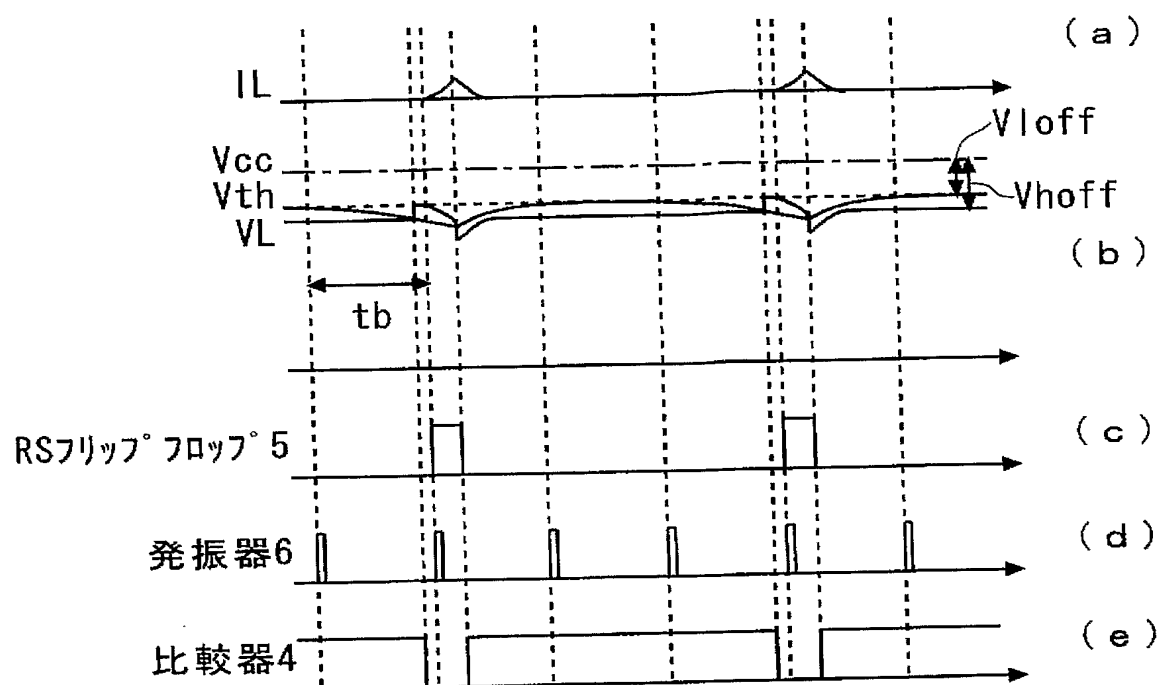
【図 5】



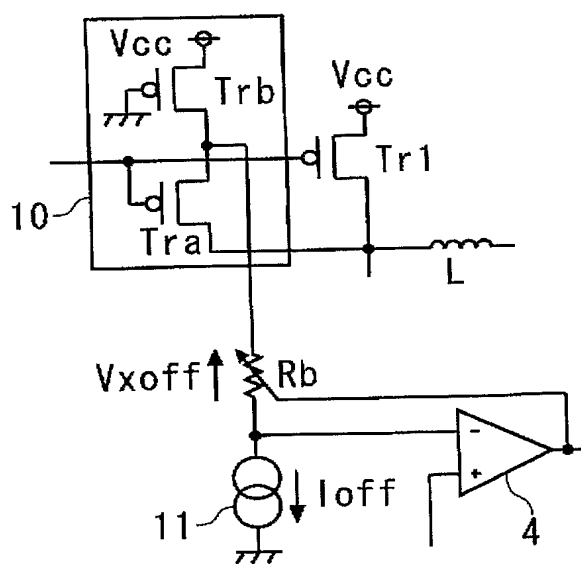
【図 6】



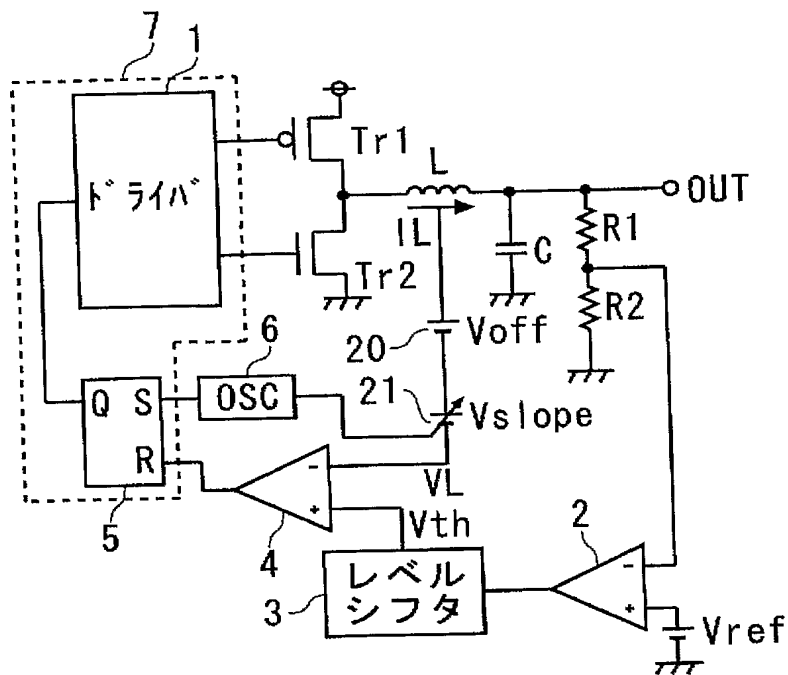
【圖 7】



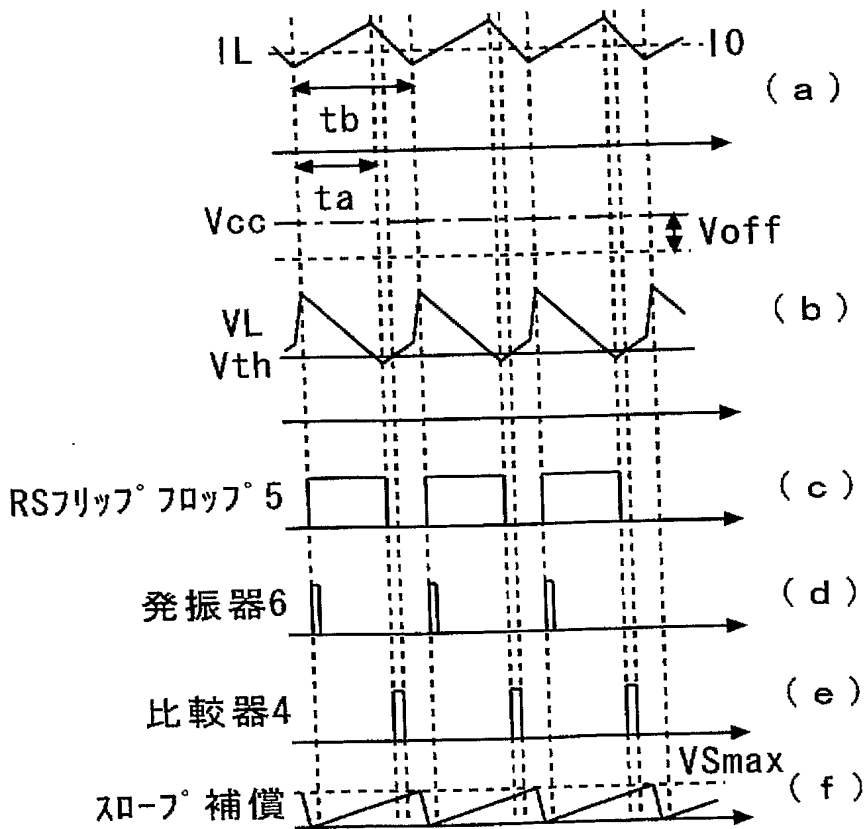
【图 8】



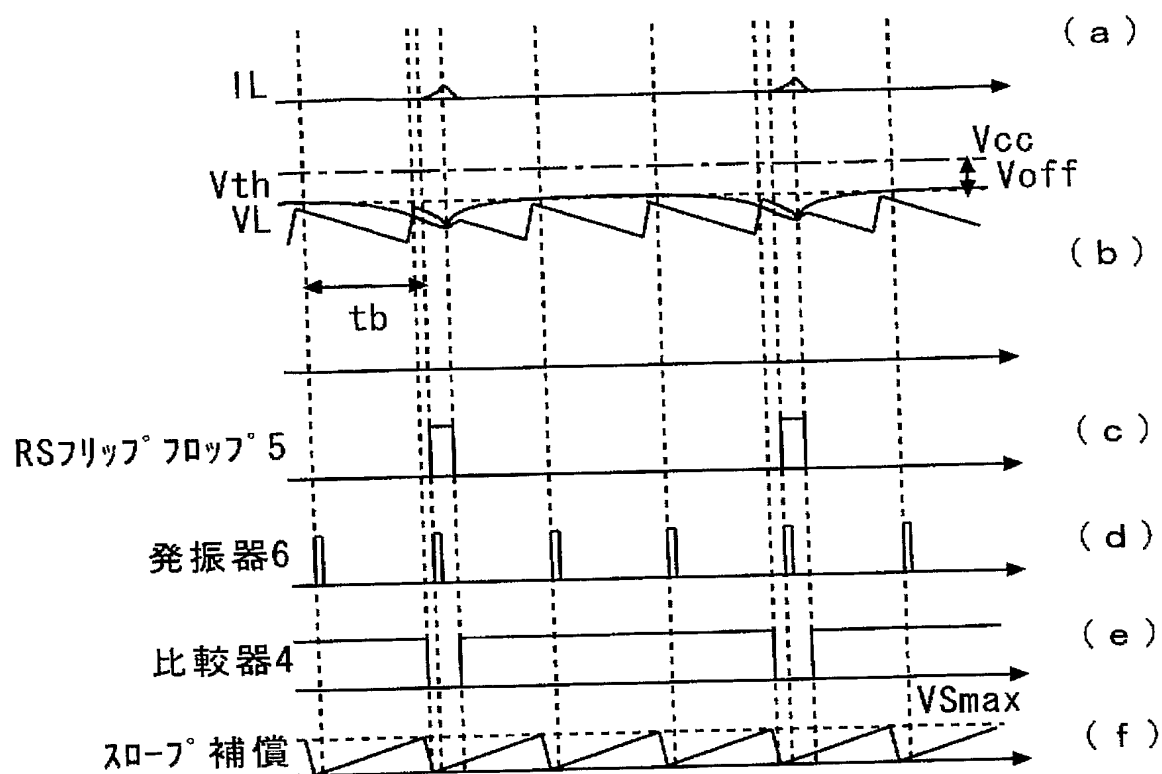
【図 9】



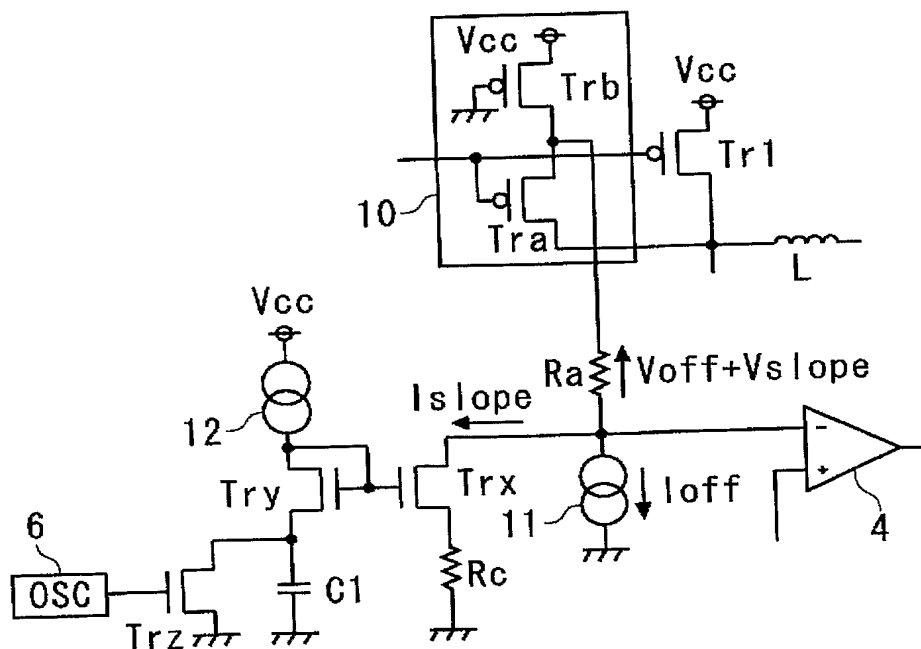
【図 10】



【図 11】

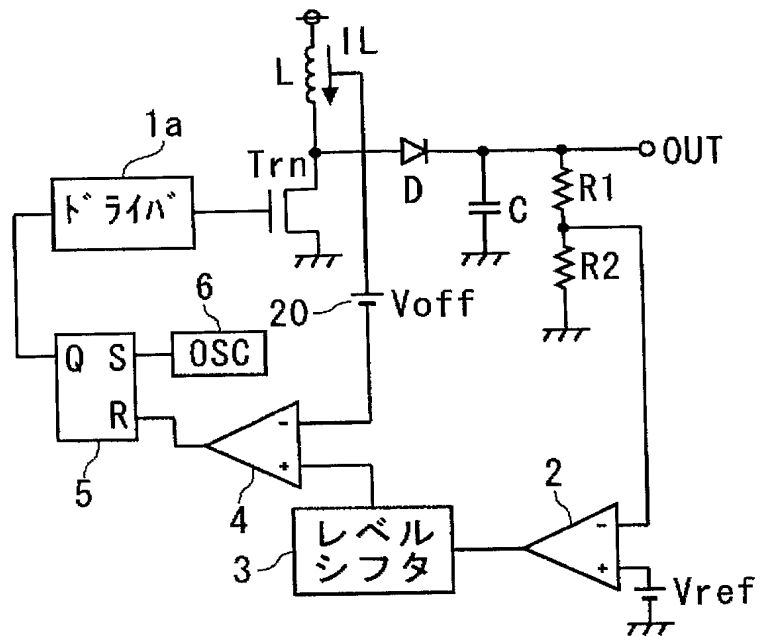


【図 12】

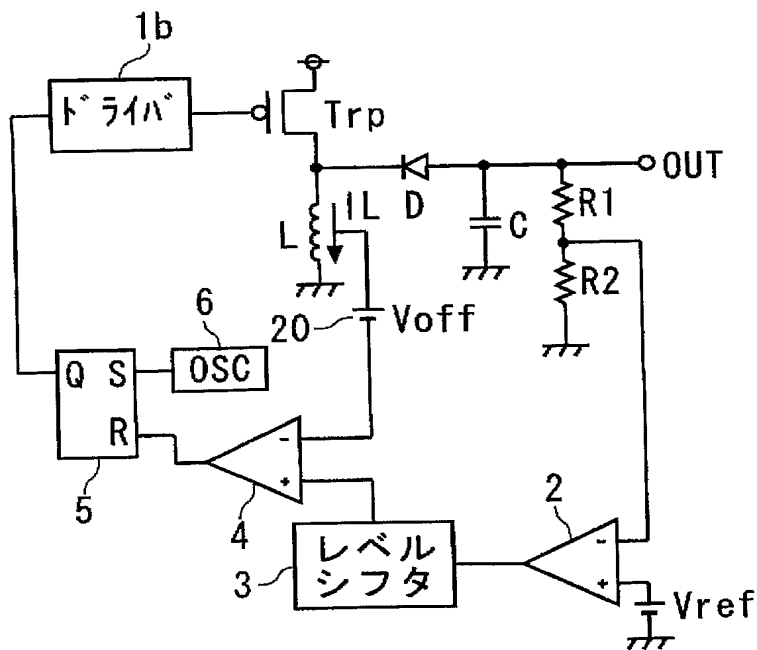




【図 13】



(a)



(b)

## 【書類名】 要約書

## 【要約】

【課題】 本発明は、軽負荷時における間欠制御用の回路を新たに設けることなく、高効率を維持することができるスイッチング電源装置を提供することを目的とする。

【解決手段】 コイル L を流れる電流値を検出した後、電圧値に変換して比較器 4 の反転入力端子に入力し、帰還された出力電圧値と基準電圧との差を表す電圧と比較される。この比較器 4 の反転入力端子に入力される電圧値に対してオフセット電圧が与えられるように、電圧源 2 0 が比較器 4 の反転入力端子に設けられる。

【選択図】 図 1

特願 2 0 0 4 - 0 3 6 7 7 0

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[ 0 0 0 1 1 6 0 2 4 ]

1. 変更年月日

1 9 9 0 年 8 月 2 2 日

[変更理由]

新規登録

住 所

京都府京都市右京区西院溝崎町 2 1 番地

氏 名

ローム株式会社